



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

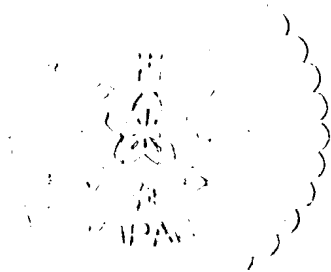
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 2 年 1 2 月 2 5 日  
Date of Application:

出 願 番 号                      特 願 2 0 0 2 - 3 7 3 7 1 5  
Application Number:  
[ST. 10/C] :                      [ J P 2 0 0 2 - 3 7 3 7 1 5 ]

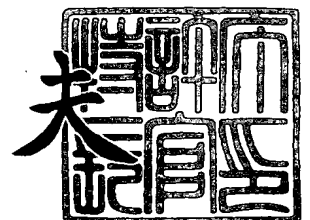
出      願      人                      サンデン株式会社  
Applicant(s):



2 0 0 3 年 1 0 月 1 4 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号    出証特 2 0 0 3 - 3 0 8 4 2 1 4

【書類名】 特許願

【整理番号】 Y-02198

【提出日】 平成14年12月25日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 7/48

【発明者】

    【住所又は居所】 群馬県伊勢崎市寿町 2 0 番地 サンデン株式会社内

    【氏名】 廣野 大輔

【特許出願人】

    【識別番号】 000001845

    【氏名又は名称】 サンデン株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100069981

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 吉田 精孝

    【電話番号】 03-3508-9866

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 008866

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

    【包括委任状番号】 9100504

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 インバータの電流検出装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 三角波比較法に依る PWM 制御により直流電力を 3 相疑似交流電力に変換してモータや変圧器等の負荷に出力するインバータと、インバータに流れる直流電流を測定する手段とを備え、インバータに流れる直流電流を測定することによってインバータから負荷に出力される 3 相電流を検出するインバータの電流検出装置であって、

所定周波数の基準三角波の最上部と最下部の少なくとも一方に直流電流の測定タイミングを設定する測定タイミング設定手段と、

隣接する 2 以上の測定タイミングで直流電流を測定し各々の測定電流から少なくとも 2 つの相電流を検出する相電流検出手段とを備える、

ことを特徴とするインバータの電流検出装置。

【請求項 2】 1 相がローレベルまたはハイレベルに固定設定され、他の 1 相がアクティブハイ設定され、残りの 1 相がアクティブロー設定された 3 相出力を設定する相出力設定手段を備える、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータの電流検出装置。

【請求項 3】 1 相がアクティブハイとアクティブローの一方で設定され、他の 2 相が他方で設定された 3 相出力を設定する相出力設定手段を備える、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータの電流検出装置。

【請求項 4】 相電流検出手段は、隣接する 2 つの測定タイミングで直流電流を測定し、一方の測定タイミングの測定電流から 1 つの相電流を検出し、且つ、他方の測定タイミングの測定電流から他の 1 つの相電流を検出する、

ことを特徴とする請求項 1 ～ 3 の何れか 1 項に記載のインバータの電流検出装置。

【請求項 5】 相電流検出手段は、隣接する 3 以上の測定タイミングで直流電流を測定し、各測定タイミングの測定電流に基づいて所定の測定タイミングでは測定できない相電流を予測検出する、

ことを特徴とする請求項 1 ～ 3 の何れか 1 項に記載のインバータの電流検出装

置。

【請求項 6】 相出力設定手段は、所定の測定タイミングにおける少なくとも 1 相の相出力を瞬間的に反転させることにより同測定タイミングでは測定できない相電流の測定を可能とする、

ことを特徴とする請求項 2 または 3 に記載のインバータの電流検出装置。

【請求項 7】 相出力設定手段は、隣接する 3 つの測定タイミング間の少なくとも 1 相の相出力を反転させることにより、中央の測定タイミングでは測定できない相電流の検出を可能とする、

ことを特徴とする請求項 2 または 3 に記載のインバータの電流検出装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、三角波比較法に依る PWM 制御により直流電力を 3 相疑似交流電力に変換してモータや変圧器等の負荷に出力するインバータに関し、特に、インバータに流れる直流電流を測定することによってインバータから負荷に出力される 3 相電流を検出するインバータの電流検出装置に関する。

##### 【0002】

#### 【従来の技術】

図 1 はインバータを用いたモータ制御装置の一例を示すもので、図中の 1 は 3 相ブラシレスモータ、2 はインバータ部、3 は直流電源、4 は駆動部、5 は制御部、6 は直流電流センサ、7 は A/D 変換部である。

##### 【0003】

インバータ部 2 はトランジスタ等から成る 3 対のスイッチング素子  $U_s$ ,  $X_s$ ,  $V_s$ ,  $Y_s$ ,  $W_s$ ,  $Z_s$  ( $U_s$ ,  $V_s$ ,  $W_s$  は上位スイッチング素子、 $X_s$ ,  $Y_s$ ,  $Z_s$  は下位スイッチング素子) を有し、駆動部 4 からの PWM 信号に基づいて各スイッチング素子をオンオフ制御することにより、直流電源 3 からの直流電力を 3 相疑似交流電力に変換してモータ 1 の各コイル相  $U_c$ ,  $V_c$ ,  $W_c$  に出力する。直流電流センサ 6 はインバータ部 2 の電源線に流れる直流電流 (以下電源電流  $I_{dc}$  と言う) を測定するためのもので、その測定信号は A/D 変換部 7

でA/D変換された後に制御部5に入力される。

#### 【0004】

インバータ部2の3対のスイッチング素子は駆動部4からのPWM信号によってオンオフ制御されるものであり、そのオンオフの状態は図2(A)～図2(H)に示した8つの状態に分けることができる。尚、図2(A)～図2(H)では3対のスイッチング素子を各々のオンオフ状態が分かり易いように簡単なスイッチで示してある。また、図2(A)～図2(H)における $I_{dc}$ は電源電流、 $I_u$ はモータ1のU相巻線 $U_c$ に出力されるU相電流、 $I_v$ はモータ1のV相巻線 $V_c$ に出力されるV相電流、 $I_w$ はモータ1のW相巻線 $W_c$ に出力されるW相電流を示す。

#### 【0005】

図2(A)の状態では $X_s$ 、 $Y_s$ 、 $Z_s$ がオンで $U_s$ 、 $V_s$ 、 $W_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = 0$ となる。図2(B)の状態では $U_s$ 、 $Y_s$ 、 $Z_s$ がオンで $X_s$ 、 $V_s$ 、 $W_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = I_u$  ( $= -I_v - I_w$ ) となる。図2(C)の状態では $X_s$ 、 $V_s$ 、 $Z_s$ がオンで $U_s$ 、 $Y_s$ 、 $W_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = I_v$  ( $= -I_u - I_w$ ) となる。図2(D)の状態では $U_s$ 、 $V_s$ 、 $Z_s$ がオンで $X_s$ 、 $Y_s$ 、 $W_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = I_u + I_v$  ( $= -I_w$ ) となる。図2(E)の状態では $X_s$ 、 $Y_s$ 、 $W_s$ がオンで $U_s$ 、 $V_s$ 、 $Z_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = I_w$  ( $= -I_u - I_v$ ) となる。図2(F)の状態では $U_s$ 、 $Y_s$ 、 $W_s$ がオンで $X_s$ 、 $V_s$ 、 $Z_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = I_w + I_u$  ( $= -I_v$ ) となる。図2(G)の状態では $X_s$ 、 $V_s$ 、 $W_s$ がオンで $U_s$ 、 $Y_s$ 、 $Z_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = I_v + I_w$  ( $= -I_u$ ) である。図2(H)の状態では $U_s$ 、 $V_s$ 、 $W_s$ がオンで $X_s$ 、 $Y_s$ 、 $Z_s$ がオフであるので電源電流 $I_{dc}$ は $I_{dc} = 0$ である。

#### 【0006】

つまり、図2(A)及び図2(H)を除く各状態で電源電流 $I_{dc}$ を測定することによって、図2(B)と図2(G)の状態では $I_u$ を、図2(C)と図2(F)の状態では $I_v$ を、図2(D)と図2(E)の状態では $I_w$ をそれぞれ相電

流情報として得ることができる。依って、図 2 (B) または図 2 (G) と、図 2 (C) または図 2 (F) と、図 2 (D) または図 2 (E) の 3 つの状態のうち 2 つの状態で電源電流  $I_{dc}$  を測定すれば 3 つの相電流  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  を求めることが可能となる。

#### 【0007】

図 3 のタイミングチャートは前記理念に基づく従来の電流検出方法を示すもので、図中の  $BTW$  は所定周波数の基準三角波、 $SV_w$  は W 相出力設定用の比較基準信号、 $SV_v$  は V 相出力設定用の比較基準信号、 $SV_u$  は U 相出力設定用の比較基準信号、 $OS_u$  は基準三角波  $BTW$  と比較基準信号  $SV_u$  によって設定された U 相出力、 $OS_v$  は基準三角波  $BTW$  と比較基準信号  $SV_v$  によって設定された V 相出力、 $OS_w$  は基準三角波  $BTW$  と比較基準信号  $SV_w$  によって設定された W 相出力である。

#### 【0008】

この電流検出方法では、先に述べた図 2 (B) ~ 図 2 (G) のうちの 1 つのスイッチング状態に相当するタイミングで電源電流  $I_{dc}$  を測定して 1 つの相電流を検出し、前記とは異なるスイッチング状態に相当するタイミングで電源電流  $I_{dc}$  を測定して前記とは異なる 1 つの相電流を検出し、検出された 2 つの相電流から残りの 1 つの相電流を演算することで、所期の電流検出を行う。

#### 【0009】

##### 【特許文献 1】

特許第 2563226 号明細書

##### 【特許文献 2】

特開平 10-155278 号公報

#### 【0010】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかし、前記従来の電流検出方法は、基本的にはスイッチング状態が切り替わったタイミングで電源電流  $I_{dc}$  を測定するものであるため、図 3 に  $t_1$ ,  $t_2$  で示すように 2 つの測定タイミングが近接すると、測定タイミング  $t_1$  で電源電流  $I_{dc}$  を測定することが困難となる。

**【0011】**

即ち、図4に示すように、任意の一对のスイッチング素子のオンオフ状態を切り替えるための信号ISが駆動部4からインバータ部2に送出された場合には、この信号ISのハイレベルからローレベルへの切り替え時点よりも遅れて上位スイッチング素子HSDがオンからオフに切り替わり、この切り替え時点よりも遅れて下位スイッチング素子LSDがローからハイに切り替わり、この切り替えに準じて電源電流Idcに変化が現れる。また、抵抗等から成る直流電流センサ6の測定信号はA/D変換部7でA/D変換された後に制御部5に出力されるので、電源電流Idcの変化に伴うA/D変換出力（図中のA/D）を得るまでも時間の遅れが発生する。スイッチング素子として一般的なIGBT素子を使用した場合には図4にtdで示す時間は約 $1.5\mu\text{sec}$ となるため、測定タイミングt1で電源電流Idcを正確に測定するにはtd以上の時間間隔が測定タイミングt1とt2との間に必要となる。依って、図3の測定タイミングt1とt2の時間差が図4にtdで示す時間よりも小さくなると、測定タイミングt1で電源電流Idcを測定してもその値に誤差が生じてしまう不具合がある。

**【0012】**

また、前記従来の電流検出方法は、スイッチング状態が切り替わったタイミングで電源電流Idcを測定するものであるため、各相出力のDUTY比が変化すると図3にINTに示す電流測定周期が増減してしまうことから、一定周期で相電流情報を得ることができない不具合がある。

**【0013】**

本発明は前記事情に鑑みて創作されたもので、その目的とするところは、インバータからモータ等の負荷に出力される相電流情報を高精度且つ一定周期で得ることができるインバータの電流検出装置を提供することにある。

**【0014】****【課題を解決するための手段】**

前記目的を達成するため、本発明の電流検出装置は、三角波比較法に依るPWM制御により直流電力を3相疑似交流電力に変換してモータや変圧器等の負荷に出力するインバータと、インバータに流れる直流電流を測定する手段とを備え、

インバータに流れる直流電流を測定することによってインバータから負荷に出力される 3 相電流を検出するインバータの電流検出装置であって、所定周波数の基準三角波の最上部と最下部の少なくとも一方に直流電流の測定タイミングを設定する測定タイミング設定手段と、隣接する 2 以上の測定タイミングで直流電流を測定し各々の測定電流から少なくとも 2 つの相電流を検出する相電流検出手段とを備える、ことをその主たる特徴とする。

#### 【0015】

この電流検出装置によれば、所定周波数の基準三角波の最上部と最下部の少なくとも一方に直流電流の測定タイミングを設定することによって、電流測定を各相出力におけるハイレベル区間の中心またはローレベル区間の中心で行うことができる。依って、基準三角波の全ての最上部と最下部に測定タイミングが設定されている場合でも隣接する 2 つのタイミング間に電流測定に支障を生じない十分な時間差を確保することができる。

#### 【0016】

また、所定周波数の基準三角波の最上部と最下部の少なくとも一方に直流電流の測定タイミングを設定してあるので、各相出力の DUTY 比が変化しても測定タイミングが変動することがなく、基準三角波の周波数に従った一定の周期で電流測定を行って相電流検出を行うことができる。

#### 【0017】

本発明の前記目的とそれ以外の目的と、構成特徴と、作用効果は、以下の説明と添付図面によって明らかとなる。

#### 【0018】

##### 【発明の実施の形態】

本発明を適用したモータ制御装置の構成は、制御部 5 における電流検出処理を除き図 1 に示したものと同一であるので、以下の説明では必要に応じて図 1 の説明で用いた名称及び符号を引用する。

#### 【0019】

本発明に係る電流検出処理は基本的には図 5 のフローチャートに従って実施される。即ち、まず、基準三角波 BTW と各比較基準信号 SVu, SVv, SVw



を利用して各相出力  $OS_u$ ,  $OS_v$ ,  $OS_w$  の設定を行い (ステップ S1)、そして測定タイミングの設定をし (ステップ S2)、設定された測定タイミングで電源電流  $I_{dc}$  の測定を行って A/D 変換後の電源電流データを記憶する手順を測定回数  $n$  が設定回数  $N$  に達するまで繰り返し (ステップ S3～S7)、測定回数  $n$  が設定回数  $N$  に達したときに前記記憶データに基づいて相電流を検出する (ステップ S8) ことにより、所期の電流検出処理を行う。

#### 【0020】

以下に、前記の電流検出処理の具体例を図6のタイミングチャートを参照して説明する。

#### 【0021】

まず、所定周波数の基準三角波  $B_{TW}$  を用い、これに対して W 相出力設定用の比較基準信号  $SV_w$  と V 相出力設定用の比較基準信号  $SV_v$  と U 相出力設定用の比較基準信号  $SV_u$  を定める。ここでは、3つの相出力のうちの1つをローレベル或いはハイレベルに固定した、所謂、2相変調による PWM 制御を行うために、U 相出力設定用の比較基準信号  $SV_u$  を基準三角波  $B_{TW}$  の最下部に一致させている。

#### 【0022】

次に、三角波比較法によって U 相出力  $OS_u$  と V 相出力  $OS_v$  と W 相出力  $OS_w$  を設定する。先に述べたように U 相出力設定用の比較基準信号  $SV_u$  は基準三角波  $B_{TW}$  の最下部に一致しているため、U 相出力  $OS_u$  はローレベルに固定されたものとなる。V 相出力  $OS_v$  は基準三角波  $B_{TW}$  が比較基準信号  $SV_v$  よりも大きいときにローレベルとなり小さいときにハイレベルとなるように設定される。W 相出力  $OS_w$  は基準三角波  $B_{TW}$  が比較基準信号  $SV_w$  よりも大きいときにハイレベルとなり小さいときにローレベルとなるように設定されている。以下、V 相出力  $OS_v$  のような出力設定方法をアクティブロー (active-low) 設定と言い、W 相出力  $OS_w$  のような出力設定方法をアクティブハイ (active-high) 設定と言う。

#### 【0023】

以上のようにして各相出力  $OS_u$ ,  $OS_v$ ,  $OS_w$  を設定した後は、設定され

た各相出力  $OS_u$ ,  $OS_v$ ,  $OS_w$  に従って 3 相ブラシレスモータ 1 の各コイル相  $U_c$ ,  $V_c$ ,  $W_c$  に電圧を印加する。

#### 【0024】

そして、基準三角波  $BTW$  の全ての最上部と最下部に時系列に測定タイミング  $T_1 \sim T_6$  を設定し、最初の 1 周期で隣接する 2 つの測定タイミング  $T_1$  及び  $T_2$  で電源電流  $I_{dc}$  を測定する。各測定タイミング  $T_1$ ,  $T_2$  における直流電流センサ 6 の測定信号は A/D 変換部 7 で A/D 変換された後、各測定タイミング  $T_1$ ,  $T_2$  における電源電流データとして制御部 5 のメモリ（図示省略）に記憶される。

#### 【0025】

測定タイミング  $T_1$  では U 相出力  $OS_u$  及び V 相出力  $OS_v$  がローレベルで W 相出力  $OS_w$  がハイレベルであるので、同タイミング  $T_1$  で測定された電源電流  $I_{dc}$  は  $I_{dc} = I_w$  (W 相電流) となり、このときの電流測定は W 相出力  $OS_w$  のハイレベル区間の中心で行われることになる。また、測定タイミング  $T_2$  では U 相出力  $OS_u$  及び W 相出力  $OS_w$  がローレベルで V 相出力  $OS_v$  がハイレベルであるので、同タイミング  $T_2$  で測定された電源電流  $I_{dc}$  は  $I_{dc} = I_v$  (V 相電流) となり、このときの電流測定は V 相出力  $OS_v$  におけるローレベル区間の中心で行われることになる。

#### 【0026】

次に、メモリに記憶された電源電流データに基づいて各相電流  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  の検出を行う。PWM 制御に用いられる基準三角波  $BTW$  には、通常、 $5\text{ kHz} \sim 20\text{ kHz}$  の比較的高い周波数を有するものが用いられることから、ここでは測定タイミング  $T_1$  及び  $T_2$  を同一時刻とみなしてこの時点での各相電流  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  の検出を行う。

#### 【0027】

先に述べたように、測定タイミング  $T_1$  で測定される電源電流  $I_{dc}$  は W 相電流  $I_w$  であり、測定タイミング  $T_2$  で測定される電源電流  $I_{dc}$  は V 相電流  $I_v$  であるから、W 相電流  $I_w$  と V 相電流  $I_v$  は演算によって新たに求める必要はない。また、U 相電流  $I_u$  と V 相電流  $I_v$  と W 相電流  $I_w$  の和は常に零であるので

、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の式から残りのU相電流 $I_u$ を $I_u = -I_v - I_w$ によって求める。

#### 【0028】

ここでは図5のステップS7における設定回数Nを2としているので、続いて次の1周期で隣接する2つの測定タイミングT3及びT4で電源電流 $I_{dc}$ を測定し、前記と同様にして測定タイミングT3及びT4を同一時刻とみなして各相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の検出処理を行う。これ以後も同様の電流検出処理を継続して実施する。因みに、PWM制御によるモータ駆動では各相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ のうち2つの電流のみを検出してこれを用いるような制御方法もあるため、このような制御方法の場合には前記のように2つの相電流 $I_v$ 、 $I_w$ が分かっている状態で残りの1つの相電流 $I_u$ を演算する必要はない。

#### 【0029】

このように前述の電流検出処理によれば、所定周波数の基準三角波BTWの全ての最上部と最下部に電源電流 $I_{dc}$ の測定タイミングT1～T6を設定することによって、電流測定をV相出力OS<sub>v</sub>とW相出力OS<sub>w</sub>におけるハイレベル区間の中心またはローレベル区間の中心で行うことができ、隣接する2つのタイミング間、例えば測定タイミングT1とT2の間に電流測定に支障を生じない十分な時間を確保することができる。しかも、電流測定をV相出力OS<sub>v</sub>とW相出力OS<sub>w</sub>におけるハイレベル区間の中心またはローレベル区間の中心で行うことができるので、PWM制御による電流の脈動を最低限に抑えることができる。依って、各測定タイミングで電源電流 $I_{dc}$ を測定してもその値に誤差が生じることはなく、これにより各相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を高精度に検出することができる。

#### 【0030】

また、所定周波数の基準三角波BTWの全ての最上部と最下部に電源電流 $I_{dc}$ の測定タイミングT1～T6を設定してあるので、V相出力OS<sub>v</sub>とW相出力OS<sub>w</sub>のDUTY比が変化しても測定タイミングが変動することがなく、基準三角波BTWの周波数に従った一定の周期で電流測定を行って相電流検出を行うことができ、一定の周期で相電流検出を行うことによってインバータ部2によるモ

ータ駆動の安定性を向上させることができる。

#### 【0031】

前述の電流検出処理では隣接する2つの測定タイミングで測定されたW相電流  $I_w$  とV相電流  $I_v$  から両測定タイミングでは測定できないU相電流  $I_u$  を求めるものを示したが、図6の中央に示した各相電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  のように、基準三角波BTWの1乃至連続する複数周期において各相電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  が変動しない或いは変動が小さい場合には、基準三角波BTWの1.5周期で隣接する3つの測定タイミングで測定された電源電流  $I_{dc}$  に基づいて、所定の検出タイミングでは測定できない相電流を予測検出することも可能である。例えば、測定タイミングT2では測定できないW相電流  $I_w(T2)$  を予測検出するときには、測定タイミングT1で測定されたW相電流  $I_w(T1)$  と測定タイミングT3で測定されたW相電流  $I_w(T3)$  から、 $I_w(T2) = (I_w(T1) + I_w(T3)) / 2$  の式によって測定タイミングT2におけるW相電流  $I_w$  を求めればよい。

#### 【0032】

また、基準三角波BTWの2周期で隣接する4つの測定タイミングで測定された電源電流  $I_{dc}$  に基づいて、所定の検出タイミングでは測定できない相電流を予測検出することも可能である。例えば、測定タイミングT4では測定できないW相電流  $I_w(T4)$  を予測検出するときには、測定タイミングT1で測定されたW相電流  $I_w$  と測定タイミングT3で測定されたW相電流  $I_w(T3)$  から、 $I_w(T4) = I_w(T3) + (I_w(T3) - I_w(T1)) / 2$  の式によって測定タイミングT4におけるW相電流  $I_w$  を求めればよい。

#### 【0033】

前記と同様にして、基準三角波BTWの2.5周期以上で隣接する5つ以上の測定タイミングで電源電流  $I_{dc}$  を測定し、所定の検出タイミングでは測定できない相電流を予測検出することも可能である。

#### 【0034】

一方、図6の下部に示した各相電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  のように、基準三角波BTWの1乃至連続する複数周期において各相電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  が変動する場

合には、前記のような予測検出を行うことも可能であるが、このような場合には、例えば、測定タイミングT1で検出されたW相電流  $I_w(T1)$  と測定タイミングT3で検出されたW相電流  $I_w(T3)$  から、 $I_w(T2) = (I_w(T1) + I_w(T3)) / 2$  の式によって測定タイミングT2におけるW相電流  $I_w(T2)$  を予測検出し、測定タイミングT3で検出されたW相電流  $I_w(T3)$  と測定タイミングT5で検出されたW相電流  $I_w(T5)$  から、 $I_w(T4) = (I_w(T3) + I_w(T5)) / 2$  の式によって測定タイミングT4におけるW相電流  $I_w(T4)$  を予測検出し、そして予測検出された測定タイミングT2におけるW相電流  $I_w(T2)$  と測定タイミングT4におけるW相電流  $I_w(T4)$  から、 $I_w(T2) = (I_w(T1) + I_w(T4)) / 2$  の式によって測定タイミングT3におけるW相電流  $I_w(T3)$  を予測検出したほうが精度の高い値が得られる。

#### 【0035】

図7は図6のタイミングチャートの変形例を示すもので、同図のタイミングチャートでは測定タイミングT3で電源電流  $I_{dc}$  の測定が行われるときにV相出力  $OS_v$  を瞬間的にハイレベルとなるようにし、このハイレベル区間の中心で電流測定を行えるようにしてある。因みに、ここでの瞬間的とは、ハイレベル区間の中心で電流測定を行う関係から、図4を用いて先に説明した電流測定に必要な時間の2倍以上、例えば  $3\mu sec$  以上を指す。つまり、図6のタイミングチャートでは測定タイミングT3で測定される電源電流  $I_{dc}$  はW相電流  $I_w$  であったが、図7のタイミングチャートのように測定タイミングT3で電源電流  $I_{dc}$  の測定が行われるときにV相出力  $OS_v$  を瞬間的にハイレベルに反転することにより、同タイミングT3でU相電流  $I_u$  を測定することが可能となる。

#### 【0036】

依って、3つの測定タイミングT1, T2, T3で電源電流  $I_{dc}$  を測定すれば、測定タイミングT1ではW相電流  $I_w$  を、測定タイミングT2ではV相電流  $I_v$  を、測定タイミングT3ではU相電流  $I_u$  をそれぞれ測定できるので、測定タイミングT1, T2及びT3を同一時刻とみなした場合におけるこの時点での各相電流  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  を演算を要せずに検出することができる。勿論、他の

測定タイミングで少なくとも1相の相出力を瞬間的に反転させることにより、同測定タイミングでは測定できない相電流を測定することもできる。

#### 【0037】

図8は図6に示したタイミングチャートの他の変形例を示すもので、同図のタイミングチャートでは、測定タイミングT2とT4で挟まれる区間INT1におけるV相出力OS<sub>v</sub>をアクティブハイ設定として同区間INT1のV相出力OS<sub>v</sub>を反転させてある。つまり、図6のタイミングチャートでは測定タイミングT3で測定される電源電流I<sub>dc</sub>はW相電流I<sub>w</sub>であったが、図8のタイミングチャートのように測定タイミングT3で電源電流I<sub>dc</sub>の測定が行われるときにV相出力OS<sub>v</sub>を反転させてハイレベルとすることにより、同タイミングT3でU相電流I<sub>u</sub>を測定することが可能となる。

#### 【0038】

依って、3つの測定タイミングT1、T2、T3で電源電流I<sub>dc</sub>を測定すれば、測定タイミングT1ではW相電流I<sub>w</sub>を、測定タイミングT2ではV相電流I<sub>v</sub>を、測定タイミングT3ではU相電流I<sub>u</sub>をそれぞれ測定できるので、測定タイミングT1、T2及びT3を同一時刻とみなした場合におけるこの時点での各相電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>を演算を要せずに検出することができる。

#### 【0039】

尚、図6を引用して説明した電流検出処理では、U相出力OS<sub>u</sub>をローレベルに固定した2相変調を前提とするものを示したが、図9に示すように、U相出力設定用の比較基準信号SV<sub>u</sub>を基準三角波BTWの最上部に一致させてU相出力OS<sub>u</sub>をハイレベルに固定した2相変調を行う場合でも、測定タイミングT1、T3、T5でV相電流I<sub>v</sub>を測定し、且つ、測定タイミングT2、T4、T6でW相電流I<sub>w</sub>を測定できるので、図6を用いて説明したのと同様の電流検出処理を行うことができる。また、図9の測定タイミングT3で電源電流I<sub>dc</sub>の測定が行われるときにW相出力OS<sub>w</sub>を瞬間的にローレベルとすれば、同タイミングT3でU相電流I<sub>u</sub>を測定して図7を用いて説明したのと同様の電流検出処理を行うことができる。さらに、図9の測定タイミングT2とT4で挟まれる区間INT1におけるW相出力OS<sub>w</sub>をアクティブロー設定として測定タイミングT3

で電源電流  $I_{dc}$  の測定が行われるときにW相出力  $OS_w$  を反転させてローレベルとすれば、同タイミング  $T_3$  でU相電流  $I_u$  を測定して図8を用いて説明したのと同様の電流検出処理を行うことができる。

#### 【0040】

また、図5～図9を引用して説明した電流検出処理は、2相変調によるPWM制御をその前提としたが、通常の3相変調によるPWM制御にも前記の電流検出処理が適用できる。以下、その具体例を図10のタイミングチャートを参照して説明する。

#### 【0041】

まず、所定周波数の基準三角波  $BTW$  を用い、これに対してW相出力設定用の比較基準信号  $SV_w$  とV相出力設定用の比較基準信号  $SV_v$  とU相出力設定用の比較基準信号  $SV_u$  を定める。

#### 【0042】

次に、三角波比較法によってU相出力  $OS_u$  とV相出力  $OS_v$  とW相出力  $OS_w$  を設定する。図中の  $INT1_1$  は基準三角波  $BTW$  の左から1番目の最下部と2番目の最下部で挟まれる第1区間であり、 $INT1_2$  は基準三角波  $BTW$  の左から2番目の最下部と3番目の最下部で挟まれる第2区間であり、 $INT1_3$  は基準三角波  $BTW$  の左から3番目の最下部と4番目の最下部で挟まれる第3区間である。図から分かるように、第1区間  $INT1_1$  では、U相出力  $OS_u$  をアクティブハイ設定とし、V相出力  $OS_v$  をアクティブハイ設定とし、W相出力  $OS_w$  をアクティブロー設定としてある。また、第2区間  $INT1_2$  では、U相出力  $OS_u$  をアクティブハイ設定とし、V相出力  $OS_v$  をアクティブロー設定とし、W相出力  $OS_w$  をアクティブハイ設定としてある。さらに、第3区間  $INT1_3$  では、U相出力  $OS_u$  をアクティブロー設定とし、V相出力  $OS_v$  をアクティブハイ設定とし、W相出力  $OS_w$  をアクティブハイ設定としてある。

#### 【0043】

以上のようにして各相出力  $OS_u$  ,  $OS_v$  ,  $OS_w$  を設定した後は、設定された各相出力  $OS_u$  ,  $OS_v$  ,  $OS_w$  に従って3相ブラシレスモータ1の各コイル相  $U_c$  ,  $V_c$  ,  $W_c$  に電圧を印加する。

## 【0044】

そして、基準三角波BTWの最上部に測定タイミングT11～T13を設定し、隣接する2つの測定タイミングT11及びT12で電源電流I<sub>dc</sub>を測定する。各測定タイミングT11、T12における直流電流センサ6の測定信号はA/D変換部7でA/D変換された後、各測定タイミングT1、T2における電源電流データとして制御部5のメモリ（図示省略）に記憶される。

## 【0045】

測定タイミングT11ではU相出力OS<sub>u</sub>及びV相出力OS<sub>v</sub>がハイレベルでW相出力OS<sub>w</sub>がローレベルであるので、同タイミングT11で検出された電源電流I<sub>dc</sub>は $I_{dc} = I_w$ （W相電流）となり、このときの電流測定はW相出力OS<sub>w</sub>のローレベル区間の中心で行われることになる。また、測定タイミングT12ではU相出力OS<sub>u</sub>及びW相出力OS<sub>w</sub>がハイレベルでV相出力OS<sub>v</sub>がローレベルであるので、同タイミングT2で測定された電源電流I<sub>dc</sub>は $I_{dc} = I_v$ （V相電流）となり、このときの電流測定はV相出力OS<sub>v</sub>のローレベル区間の中心で行われることになる。

## 【0046】

次に、メモリに記憶された電源電流データに基づいて各相電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>の検出を行う。PWM制御に用いられる基準三角波BTWには、通常、5kHz～20kHzの比較的高い周波数を有するものが用いられることから、ここでは測定タイミングT11及びT12を同一時刻とみなしてこの時点での各相電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>の検出を行う。

## 【0047】

先に述べたように、測定タイミングT11で測定される電源電流I<sub>dc</sub>はW相電流I<sub>w</sub>であり、測定タイミングT12で測定される電源電流I<sub>dc</sub>はV相電流I<sub>v</sub>であるから、W相電流I<sub>w</sub>とV相電流I<sub>v</sub>は演算によって新たに求める必要はない。また、U相電流I<sub>u</sub>とV相電流I<sub>v</sub>とW相電流I<sub>w</sub>の和は常に零であるので、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の式から残りのU相電流I<sub>u</sub>を $I_u = -I_v - I_w$ によって求める。

## 【0048】



ここでは図5のステップS7における設定回数Nを2としているので、続いて隣接する2つの測定タイミングT13及びT14（図示省略）で電源電流 $I_{dc}$ を測定し、前記と同様にして測定タイミングT13及びT14を同一時刻とみなして各相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の検出処理を行う。これ以後も同様の電流検出処理を継続して実施する。因みに、PWM制御によるモータ駆動では各相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ のうち2つの電流のみを検出してこれを用いるような制御方法もあるため、このような制御方法の場合には前記のように2つの相電流 $I_v$ 、 $I_w$ が分かっている状態で残りの1つの相電流 $I_u$ を演算する必要はない。

#### 【0049】

また、測定タイミングT13で測定される電源電流 $I_{dc}$ はU相電流 $I_u$ であるので、3つの測定タイミングT11、T12、T13で電源電流 $I_{dc}$ を測定すれば、測定タイミングT11ではW相電流 $I_w$ を、測定タイミングT12ではV相電流 $I_v$ を、測定タイミングT13ではU相電流 $I_u$ をそれぞれ測定できるので、測定タイミングT11、T12及びT13を同一時刻とみなした場合におけるこの時点での各相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を演算を要せずに検出することもできる。

#### 【0050】

尚、前述の説明ではインバータ部2によって3相ブラシレスモータ1を駆動するものを例示したが、リラクタンスモータやインダクションモータ等を含むモータや変圧器等の負荷を駆動するインバータに前述の電流検出処理を適用しても前記と同様の作用効果を得ることができる。

#### 【0051】

##### 【発明の効果】

以上詳述したように、本発明によれば、基準三角波の全ての最上部と最下部に測定タイミングが設定されている場合でも隣接する2つのタイミング間に電流測定に支障を生じない十分な時間を確保できるので、各測定タイミングで電源電流を測定してもその値に誤差が生じることはなく、これにより各相電流を高精度に検出することができる。また、各相出力のDUTY比が変化しても測定タイミングが変動することがないので、基準三角波の周波数に従った一定の周期で電流測

定を行って相電流検出を行うことができ、一定の周期で相電流検出を行うことによってインバータによる負荷駆動の安定性を向上させることができる。

**【図面の簡単な説明】**

**【図 1】**

インバータを用いたモータ制御装置の一例を示す図

**【図 2】**

図 1 に示したインバータ部の 8 つのスイッチング状態を示す図

**【図 3】**

従来の電流検出方法を示すタイミングチャート

**【図 4】**

電流測定のために必要な時間を示す図

**【図 5】**

本発明に係る電流検出処理を示すフローチャート

**【図 6】**

本発明に係る電流検出処理を示すタイミングチャート

**【図 7】**

図 6 のタイミングチャートの変形例を示す図

**【図 8】**

図 6 のタイミングチャートの他の変形例を示す図

**【図 9】**

図 6 のタイミングチャートにおける U 相出力をハイレベルに固定したものを示す図

**【図 10】**

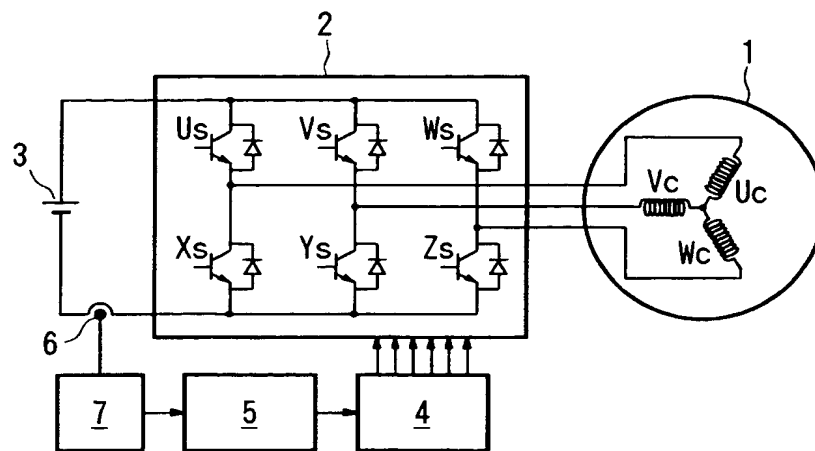
本発明に係る他の電流検出処理を示すタイミングチャート

**【符号の説明】**

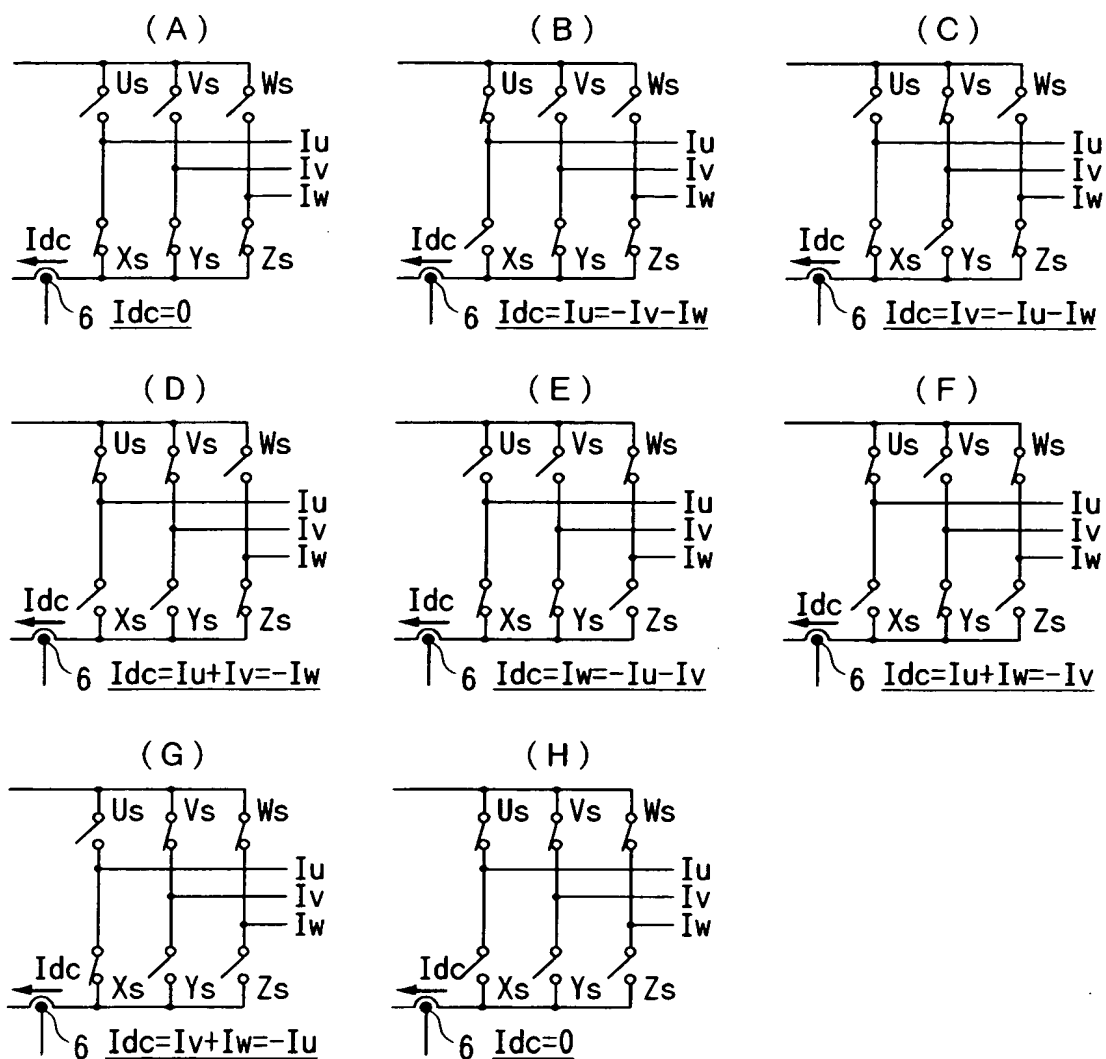
1…3 相ブラシレスモータ、2…インバータ部、 $U_s$ 、 $V_s$ 、 $W_s$ 、 $X_s$ 、 $Y_s$ 、 $Z_s$ …スイッチング素子、3…直流電源、4…駆動部、5…制御部、6…直流電流センサ、7…A/D 変換器。

【書類名】 図面

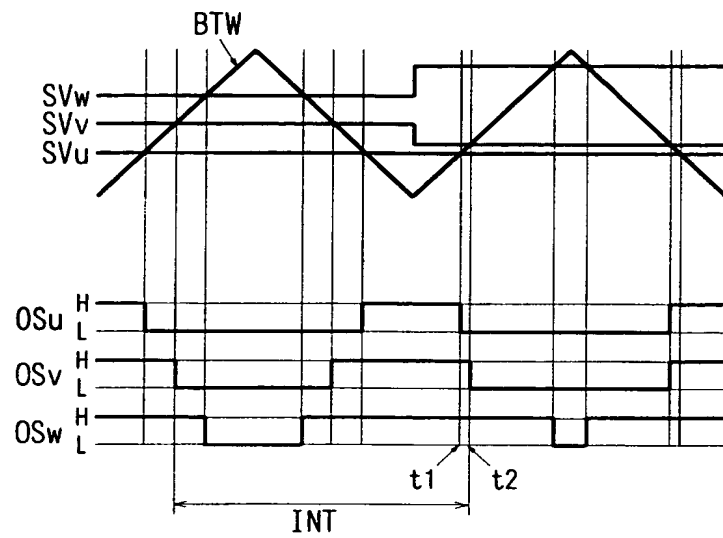
【図 1】



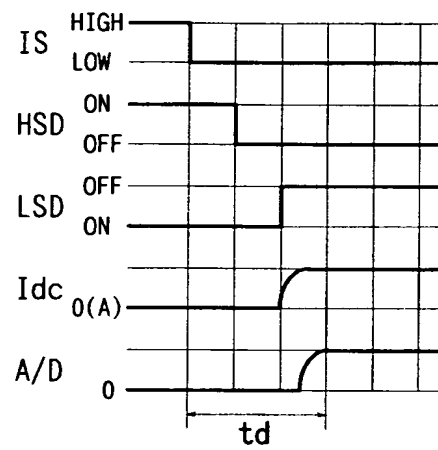
【図 2】



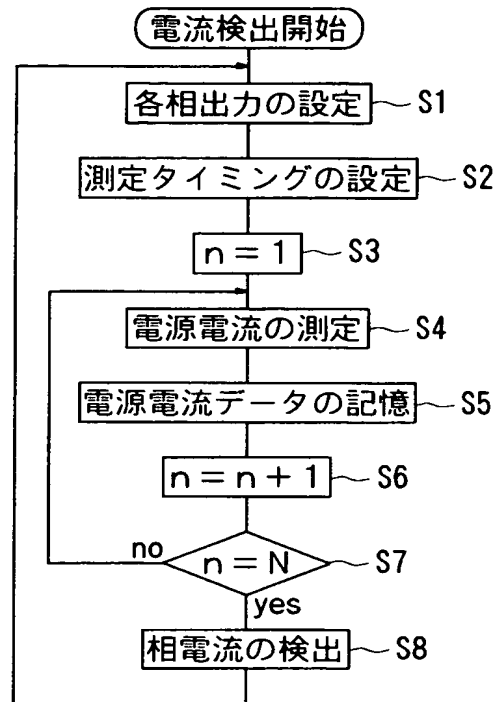
【図 3】



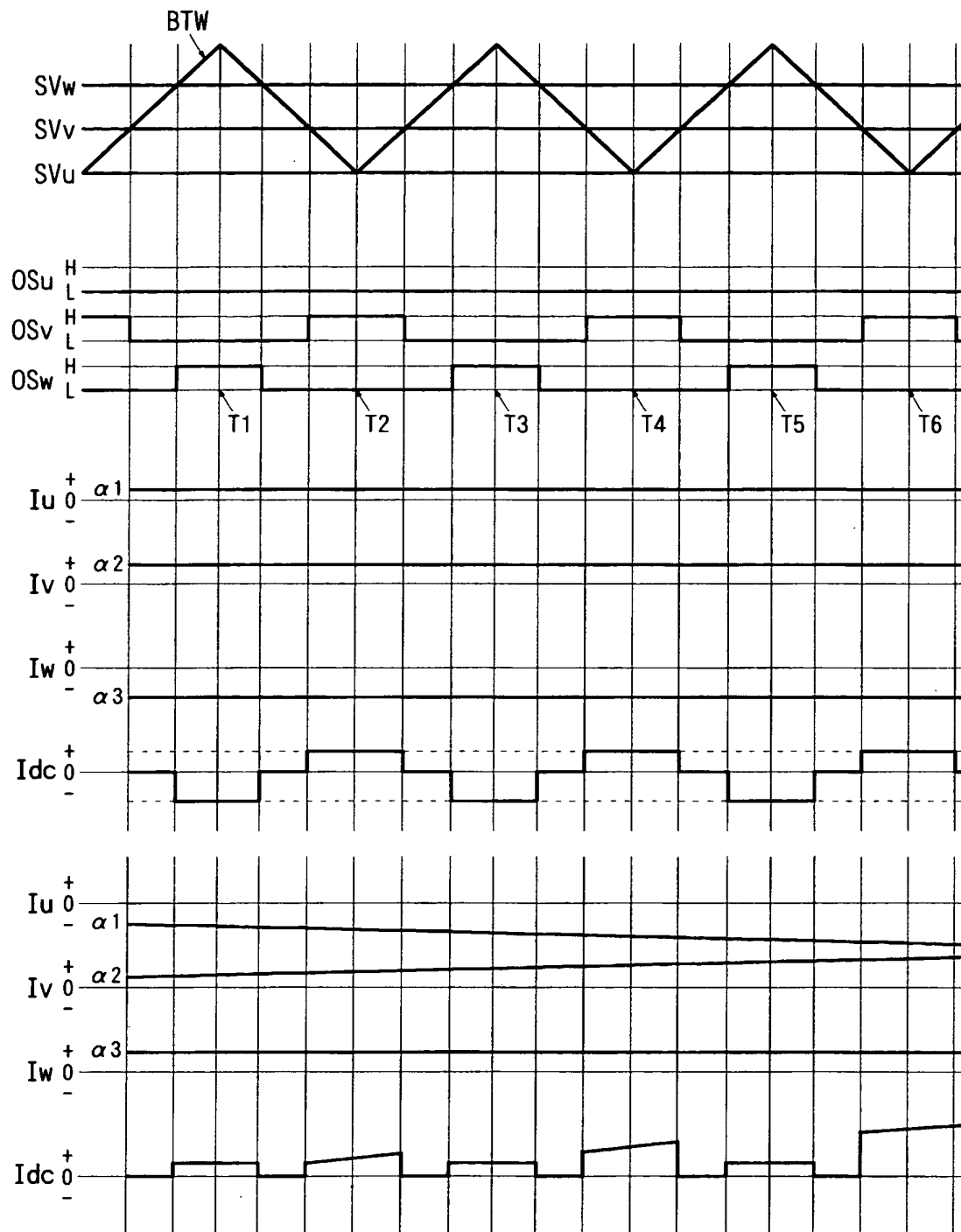
【図 4】



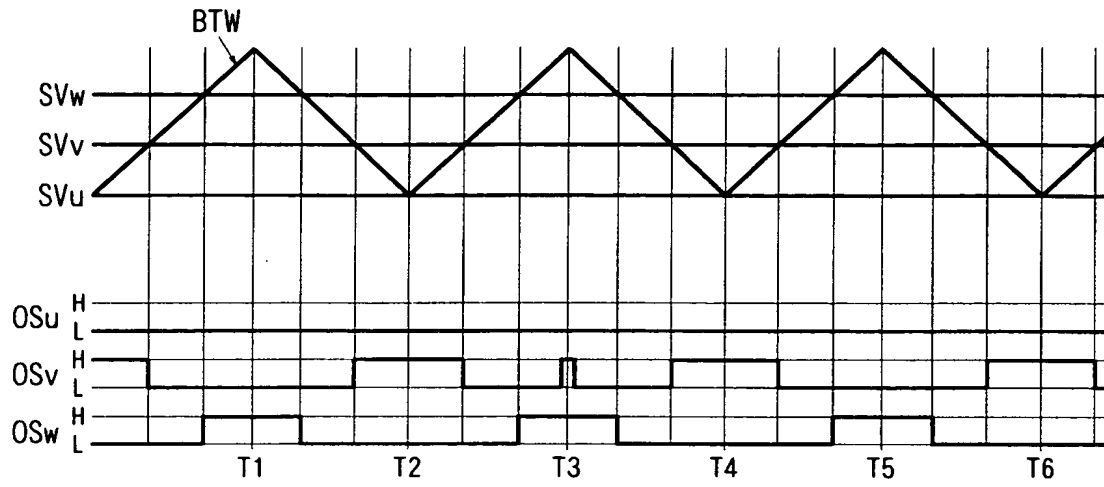
【図 5】



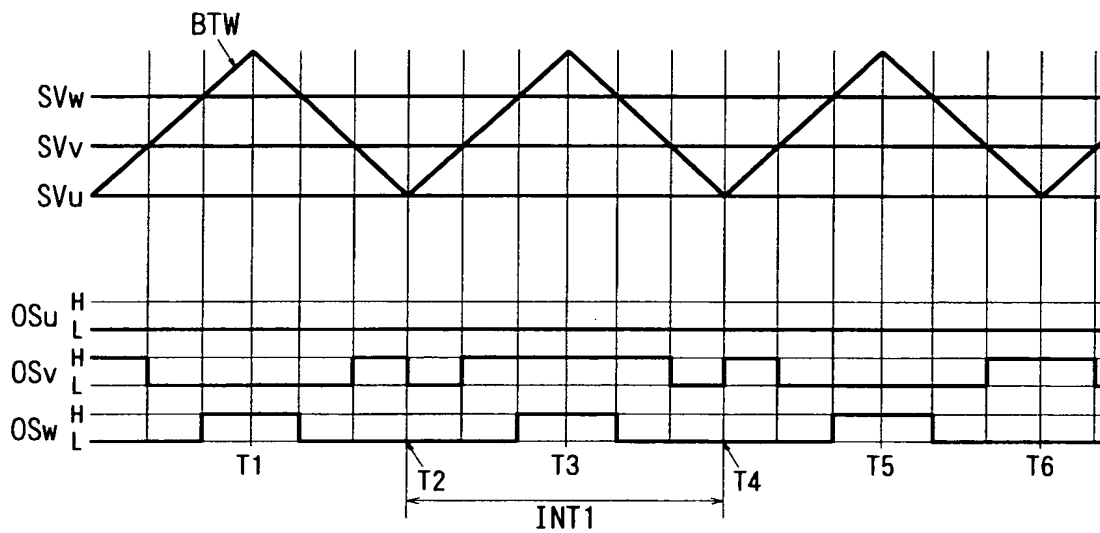
【図 6】



【図 7】

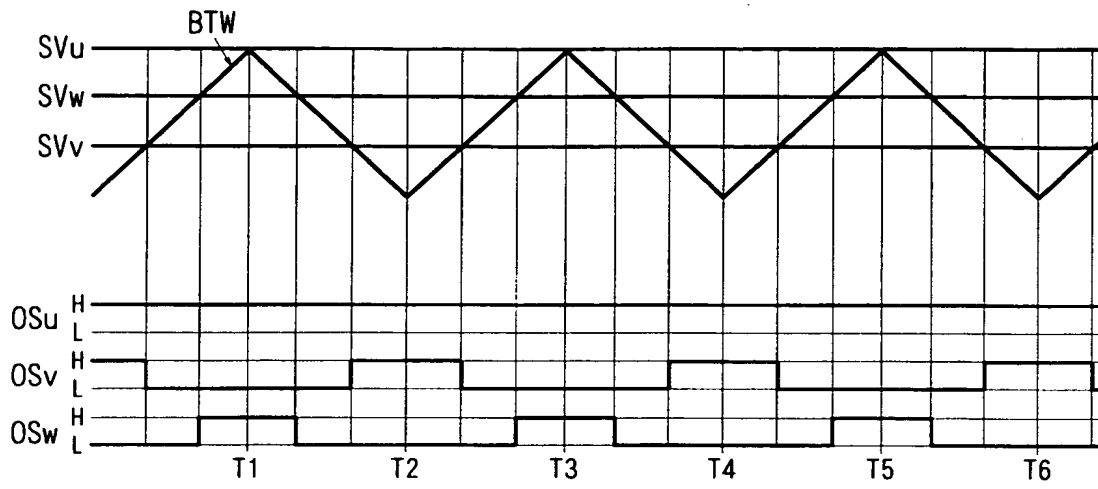


【図 8】

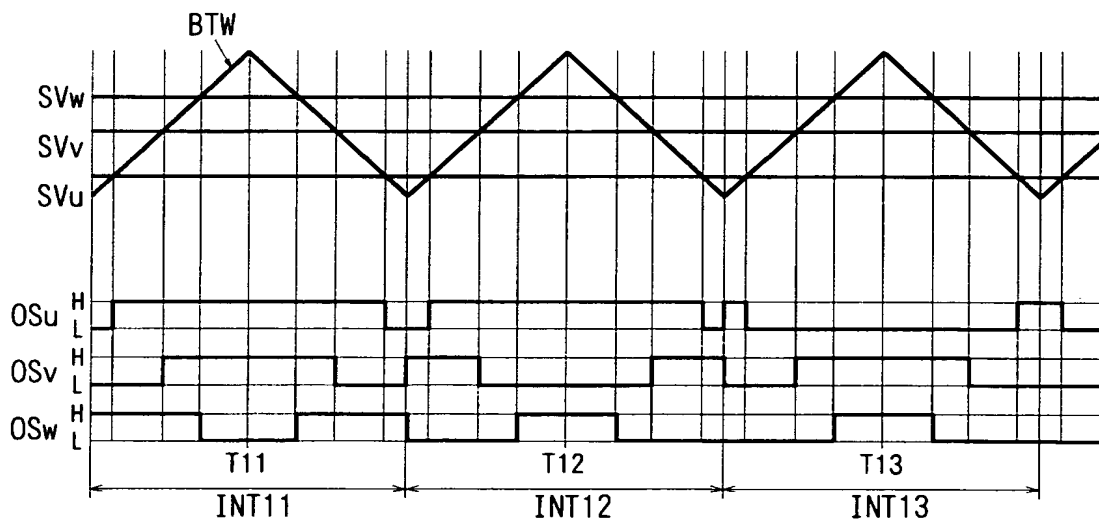




【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 インバータからモータ等の負荷に出力される相電流情報を高精度且つ一定周期で得ることができるインバータの電流検出装置を提供する。

【解決手段】 所定周波数の基準三角波 B T W の全ての最上部と最下部に電源電流 I d c の測定タイミング T 1 ～ T 6 を設定することによって、電流測定を V 相出力 O S v と W 相出力 O S w におけるハイレベル区間の中心またはローレベル区間の中心で行うことができ、隣接する 2 つのタイミング間、例えば測定タイミング T 1 と T 2 の間に電流測定に支障を生じない十分な時間を確保することができる。また、V 相出力 O S v と W 相出力 O S w の D U T Y 比が変化しても測定タイミングが変動することがなく、基準三角波 B T W の周波数に従った一定の周期で電流測定を行って相電流検出を行うことができる。

【選択図】 図 6

特願 2 0 0 2 - 3 7 3 7 1 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 1 8 4 5 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 9 月 3 日

[変更理由]

新規登録

住 所

群馬県伊勢崎市寿町 2 0 番地

氏 名

サンデン株式会社